

LINEALIZADOR BASADO EN LA TEORÍA DE H_4 PARA AMPLIFICADORES DE RADIOCOMUNICACIONES

G. Montoro López y E. Bertran Albertí

Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones
Universitat Politècnica de Catalunya
e-mails: (bertran,montoro)@tsc.upc.es

Abstract: In this paper a new methodology for designing linearization systems based on the model reference structure is shown. The proposed method applies H_4 optimization theory to achieve closed loop robustness properties in front of nonlinearities. No detailed information about the power amplifier is required in the formulation, only a bound of the nonlinearities is necessary. Theoretical results are applied to the linearization of a radiofrequency band-pass power amplifier.

I. INTRODUCCIÓN

La linealización de amplificadores de potencia es un problema que se ha reabierto a raíz del uso de modulaciones de envolvente no constante y de las multiportadora, consecuencia de la constante necesidad de transmitir cada vez a mayores velocidades en anchos de banda limitados y de la creciente cantidad de usuarios. Para ello hay diferentes aproximaciones, que se pueden resumir en las más clásicas que combinan varios amplificadores de potencia trabajando con un alto factor de back-off (power combiners, Doherty,...) y las que usan estrategias de linealización del propio amplificador de potencia. Dentro de estas últimas se están usando diferentes alternativas, que abarcan desde el nivel de circuito al de sistema. Las primeras suelen perseguir la modificación de la polarización de los transistores a partir de realimentaciones (tensión, corriente o temperatura), o bien de anticiparse modificándola según el valor instantáneo de la envolvente de la señal modulada. A nivel de sistema hay básicamente dos enfoques [1], los que buscan reducir la distorsión (feedforward y realimentación cartesiana) y los que buscan evitar que se produzca (EE&R, LINC/CALLUM y predistorsión). A su vez pueden ser analógicas o digitales, adaptativas o no, siendo un factor importante para la comercialización de los linealizadores el si requieren una DSP dedicada a esta función. Las alternativas analógicas y robustas son las más atractivas, aunque los compromisos entre el ancho de banda de linealización, la capacidad de mejora de la IMD (o de la EVM) y el precio mantienen aún todas las estructuras vigentes.

La gran mayoría de los actuales trabajos de investigación se orientan hacia la mejora de estructuras linealizadoras clásicas, cuyos principios fueron desarrollados entre los años 30 y principios de los 80, a excepción de la técnica de predistorsión de datos, dependiente del formato de la modulación empleada y que requiere transmisores que ya

incorporen una DSP. Ejemplos de estas mejoras son la corrección de asimetrías en estructuras multicamino (como el feedforward, el LINC o el CALLUM), la disminución de constantes de tiempo (EE&R), la identificación de las no-linealidades con series de Volterra o sistemas de Wiener/Hammerstein, para su ecualización directa o la depuración del número de componentes empleados en los diseños, por citar algunos ejemplos. Pero casi no hay, desde hace una década, nuevas aportaciones de estructuras.

Las que se basan en sistemas realimentados se nutren en las teorías desarrolladas por Black en los años 30, no habiéndose exportado los progresos en la Teoría de Control hacia la disciplina de la linealización de amplificadores de potencia. En muchos casos muy razonablemente, por tratarse de diseños que conllevan conmutaciones instantáneas (chattering) sólo válidos para sistemas de baja frecuencia, o por requerir desarrollos en el espacio de estado con unas variables que, de ser físicas, son difíciles (cuando no imposibles) de formular en los amplificadores de comunicaciones. Y si se usan variables de fase el coste de las implementaciones (que requieren observadores) no es realista.

Sin embargo queda un cuerpo de teorías por explotar, principalmente las que llevan a diseños analógicos y robustos (es decir, con poca sensibilidad a variaciones paramétricas). Robustez que puede lograrse por aplicación de métodos de diseño que aseguren el mantenimiento de especificaciones dentro de unas cotas de las no-linealidades de los amplificadores, o por aplicación de estructuras adaptativas en tiempo continuo.

En esta comunicación se presenta la aplicación de una estrategia de control robusta que usa un modelo de referencia en paralelo, en cuyo diseño sólo se requiere información sobre cotas de la energía (medida como norma-2) de los errores entre un amplificador de referencia y el de potencia, sin mayores detalles. Ello debería evitar tediosos trabajos como la modelización de los kernels en las series de Volterra.

A priori, sus presumibles ventajas son su implementación analógica, posible a nivel de circuito, y las garantías de robustez. Lo que no permiten los estudios analíticos es predecir el grado de mejora en la corrección de las no-linealidades del amplificador, por lo que habrá que simular los diseños y extraer conclusiones.

II. LINEALIZACIÓN Y NORMA INFINITA

A. Introducción.

Zames [2] estudió el efecto de la realimentación en sistemas no-lineales, y esencialmente sus trabajos se centraron al caso de aplicar una realimentación constante k a un tipo particular de sistemas no-lineales, modelados como la conexión en cascada de un bloque puramente lineal y otro puramente alineal, como se indica en la figura 1:

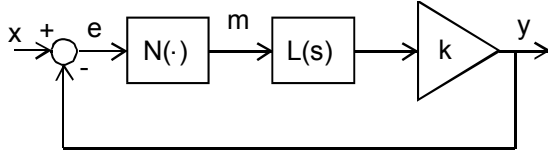


Fig. 1. Sistema no lineal con realimentación constante.

Desde los primeros trabajos de Zames el diseño de controladores que conlleven un sistema en lazo cerrado estable e insensible a incertidumbres, como el caso de las no-linealidades, ha sido un área de estudio activa que ha conducido al problema de la *mixed sensitivity*, consistente en la optimización de una función sometida a ciertas restricciones. Un criterio de optimización especialmente válido para tratar el tipo de incertidumbre que asociamos a la presencia de no-linealidades es la norma H_∞ ([2],[4]).

El planteamiento a emplear para el propósito de linealizar sistemas es el siguiente: se trata de aplicar una realimentación de modo que en lazo cerrado se minimice la presencia de distorsiones, pero teniendo en todo caso asegurada la estabilidad. El comportamiento deseado en lazo cerrado consistirá en imponer que el sistema no-lineal se comporte como un modelo lineal. El desarrollo teórico generalizado se encuentra detallado en [3]. En este artículo se mostrará la metodología de diseño con un ejemplo numéricamente simple pero demostrativo de las posibilidades del método desarrollado en [3].

B. Acotación de la no-linealidad

Consideremos, a modo de ejemplo, el caso de un amplificador P consistente en una etapa transistorizada seguida de una etapa de filtrado, de modo que este amplificador admitiría un modelo constituido por la interconexión en serie de dos bloques (modelo de Wiener-Hammerstein), como se muestra en la figura 2.

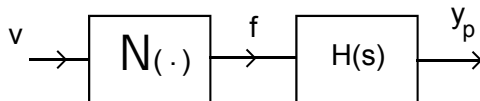


Fig. 2. Sistema no lineal compuesto por un bloque no lineal y otro lineal en serie.

El amplificador P usado en este estudio es el representado esquemáticamente en la figura 3. Su punto de compresión es de 19 dBm (Pin).

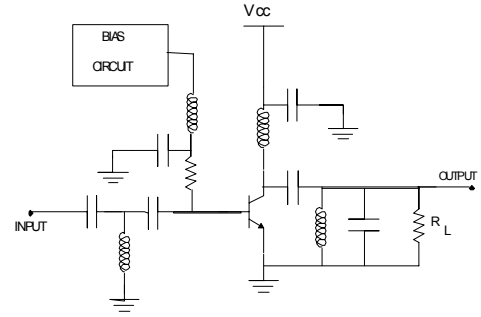


Fig.3.- Esquemático del amplificador de potencia

El amplificador P se ha descompuesto en un término alineal en cascada con otro puramente lineal (su función de transferencia), y además se va a considerar que la no-linealidad es estática. La causa de esta no-linealidad está en la reducción de amplificación al acercarse el punto de compresión, tal como se indica en la figura 4.

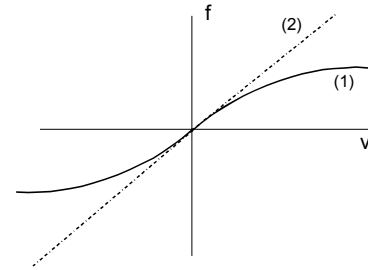


Fig. 4. No-linealidad estática.

La curva no-lineal de la figura anterior, indicada como (1), admite una expansión en serie de Taylor para el amplificador:

$$f = 5.5 \tanh(0.5v) = 5.5 \left(0.5v - \frac{(0.5v)^3}{3} + \frac{2(0.5v)^5}{15} - \dots \right) = 2.25v + 2.25n \quad (1)$$

la cual, como puede comprobarse en la curva de la distorsión AM-AM del amplificador, es una buena aproximación de esta alinealidad en todos los puntos:

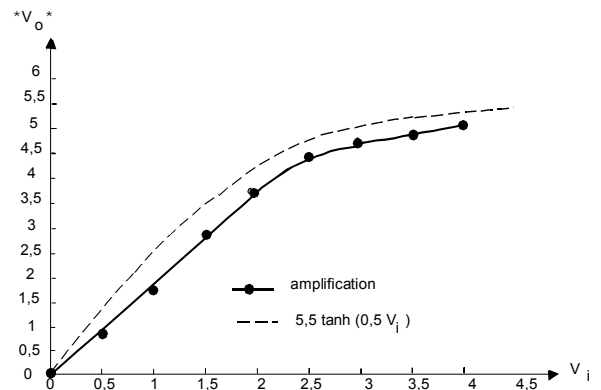


Fig. 5. Curva AM-AM acotada por una tangente hiperbólica.

Por tanto todos los términos no-lineales se pueden incorporar en una variable n . La curva 2 de la figura 4 es una cota superior de f , y fácilmente se comprueba que $n < v$ lo

cual hace que n sea una cota inferior de las no-linealidades en relación a la señal que las excita.

La función de transferencia del bloque lineal se escalará a frecuencia propia unitaria para posteriores trabajos de simulación. El sistema a linealizar normalizado lo hemos descompuesto como la conexión en cascada de dos bloques:

$$\text{Bloque Lineal: } y_p = \frac{0.04 s}{s^2 + 0.04s + 1} f \quad (2)$$

$$\text{Bloque No-lineal: } f = 2.25v + 2.25n \quad (3)$$

Sin escalar en frecuencia, sería:

$$y_p = \frac{223.8 \cdot 10^6 s}{s^2 + 223.8 \cdot 10^6 s + 3.216 \cdot 10^{19}} f \quad (4)$$

Todo ello se puede plantear como si se tratara de un sistema lineal excitado por una señal v sumada a unos términos no lineales incluidos en n y dependientes de v :

$$y_p = \frac{0.09 s}{s^2 + 0.04s + 1} (v + n) \quad (5)$$

El modelo a tomar determina el funcionamiento deseado y éste será el de un amplificador lineal P_o (al no ser de potencia podrá trabajar en la zona lineal sin pérdidas de eficiencia significativas) que sirva de referencia, y con la siguiente función de transferencia:

$$y_m = \frac{0.09 s}{s^2 + 0.04s + 1} u_c \quad (6)$$

Si se define la señal error e como $y_p - y_m$ y la entrada v es $u + u_c$ siendo u la señal de control obtenida como realimentación del error y u_c la excitación (señal a amplificar), entonces el sistema global queda tal como se describe en la ecuación (7) y figura 6:

$$e = \frac{0.09s}{s^2 + 0.04s + 1} (u + n), \quad u = K e \quad (7)$$

Y se cumplen las siguientes relaciones en lazo cerrado:

$$e = \frac{G_m}{1 - G_m K} n \quad u = \frac{K G_m}{1 - G_m K} n \quad (8)$$

al igual que las siguientes desigualdades [3]:

$$\|e\|_2 < \gamma_e \|n\|_2 \quad \|u\|_2 < \gamma_u \|n\|_2 \quad (9)$$

siendo γ_e y γ_u las normas infinitas de las correspondientes funciones de transferencia indicadas en (8) y $\|\cdot\|_2$ la norma de orden 2 (medida de la energía) de la señal.

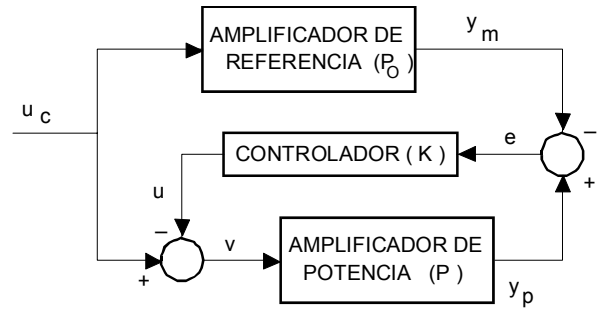


Fig. 6. Sistema global realimentado.

III. DISEÑO DEL CONTROLADOR

El objetivo es buscar el controlador con función de transferencia K que minimice la norma infinita γ_e , ya que ésta es una medida del efecto de la no-linealidad n en la señal de error e . Esta minimización ha de conseguirse manteniendo la estabilidad del sistema en lazo cerrado. De la figura 4 y ecuación 3 se comprueba que el tipo de no linealidad que estamos considerando cumple las acotaciones siguientes:

$$n < v \Rightarrow |n| < |v| \quad (10)$$

$$\|n\|_2 < \alpha \|u\|_2 + \alpha \|u_c\|_2 \quad (11)$$

siendo en el caso de este ejemplo $\alpha=1$. Así se obtienen las siguientes desigualdades [4]:

$$\|e\|_2 < \frac{\gamma_e \alpha}{1 - \gamma_u \alpha} \|u_c\|_2 \quad \|u\|_2 < \frac{\gamma_u \alpha}{1 - \gamma_u \alpha} \|u_c\|_2 \quad (12)$$

Tal como se ha dicho el objetivo será i) reducir γ_e (efecto de la no linealidad en el error) pero ii) manteniendo la estabilidad en lazo cerrado. Según la denominada *teoría de la pequeña ganancia* [2] esta última restricción está asegurada si se cumple que $\gamma_u \alpha < 1$. En [3] se detalla una metodología para ir obteniendo soluciones de controladores K que cumplan i) y ii) y de cómo alcanzar una solución óptima, siempre con el compromiso entre tener una máxima reducción de γ_e y mantener la estabilidad. Para el ejemplo que se está resolviendo la solución alcanzada corresponde a unos valores de $\gamma_e=0.961$ y $\gamma_u=0.903$ y el controlador obtenido es el mostrado en la figura 7.

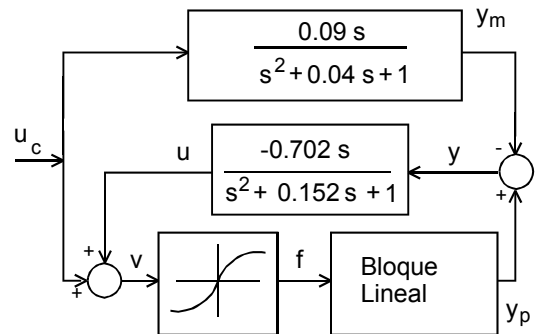


Fig. 7. Sistema global con el controlador obtenido.

IV. COMPORTAMIENTO EN LAZO CERRADO

El esquema de la figura 7 se ha simulado a nivel de sistema mediante el programa Matlab. De las simulaciones se ha observado una mejora de 5.63 dB en el punto de compresión.

En la figura 8 puede verse el resultado de aplicar al sistema el test de dos tonos. La mejora de la IMD es de 6 dBc.

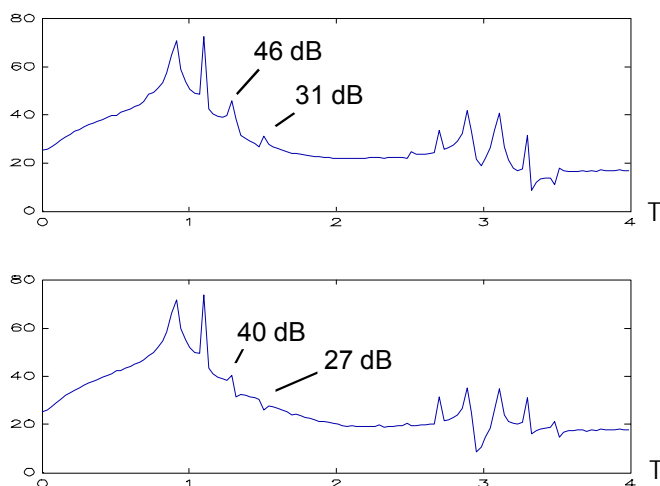


Fig. 8. Espectro de la salida del amplificador, sin controlador (superior) y con controlador (inferior). La señal de excitación es la suma de dos tonos, de frecuencias 0.9 y 1.1

CONCLUSIONES

Se ha mostrado una alternativa de diseño de linealizadores basada en técnicas de maximización por H_4 . Si bien es una estructura realimentada, como el linealizador por realimentación de envolvente o el de realimentación cartesiana, su estabilidad al variar la no linealidad del amplificador dentro de las cotas previstas en el diseño está garantizada por la técnica empleada. Aunque la reducción de la IMD es similar a otras sencillas estructuras realimentadas y, además el proceso de diseño no es tan sencillo, es precisamente esta robustez frente a variaciones acotadas de las no linealidades del amplificador (restringidas a las de ganancia en este artículo) las que dan el principal atractivo al método.

AGRADECIMIENTOS

El presente trabajo ha sido subvencionado por la CICYT, en proyecto de referencia TIC2002-04084-C03-01.

REFERENCIAS

[1] P. B. Kenington. "High-Linearity RF Amplifier Design". Artech House Inc., 2000.

- [2] G. Zames, "Functional Analysis Applied to Nonlinear Feedback Systems", IEEE Trans. on Circuit Theory, 1963.
- [3] G. Montoro, "Contribución al Estudio y Desarrollo de Técnicas de Control Aplicadas a la Linealización de Sistemas". Tesis Doctoral, Barcelona, 1996.
- [4] J.C. Doyle, K. Glover, P.P. Khargonekar and B.A. Francis, "State Space Solutions to Standard H_2 and H_∞ Control Problems" IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-34, pp. 831-847, 1989.